

eRed Folder :

Add

View

Previous Doc

Next Doc

Go to Doc#

First Hit



Generate Collection

L10: Entry 53 of 73

File: JPAB

Sep 21, 1989

PUB-NO: JP401236809A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 01236809 A

TITLE: RESONATOR FILTER

JP 1-236809

PUBN-DATE: September 21, 1989

## INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

MORITA, TAKAO

NAKAZAWA, YUZO

ONO, KAZUO

## ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

TOYO COMMUN EQUIP CO LTD

APPL-NO: JP63064404

APPL-DATE: March 17, 1988

US-CL-CURRENT: 333/193; 333/195

INT-CL (IPC): H03H 9/25; H03H 9/64

## ABSTRACT:

PURPOSE: To wide the band and to low the loss by making one side of two resonators connected in parallel so that the phase shift quantity between input output terminals can be mutually different by 180°, into a two-port resonator and making other side into a one-port resonator to eliminate a spurious at least at a passband.

CONSTITUTION: On the surface of a rotation Y cut LiNbO3 substrate 1, a two- port Love wave type surface wave resonator 6 and a one-port Love wave type surface resonator 7 are constituted by an Au electrode and both are connected in parallel. A two-port resonator 6 is composed of an input IDT2 and an output IDT3 and a reflector 4 at both sides and arranged so that the phase shift between input output terminals can be 180°. A one-port resonator 7 is connected so that two IDTs can be a reverse phase, the wave excited by these IDTs is resonated by an antisymmetrical mode, and the serial connection is executed so that a parallel capacity Co can be made smaller (Co is reduced to 1/4 by the two-equally-divided serial connection of the IDT). Thus, the band pass filter, which is small in an insertion loss and excellent in a passband characteristic at the wide band at the high frequency area, is obtained.

COPYRIGHT: (C)1989, JPO&amp;Japio

Previous Doc

Next Doc

Go to Doc#

## ⑫ 公開特許公報(A)

平1-236809

⑬ Int. Cl.<sup>4</sup>H 03 H 9/25  
9/64

識別記号

庁内整理番号

Z-8425-5 J  
Z-8425-5 J

⑭ 公開 平成1年(1989)9月21日

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全5頁)

⑮ 発明の名称 共振子フィルタ

⑯ 特 願 昭63-64404

⑰ 出 願 昭63(1988)3月17日

⑱ 発 明 者 森 田 孝 夫 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号 東洋通信機株式会社内

⑲ 発 明 者 中 沢 祐 三 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号 東洋通信機株式会社内

⑲ 発 明 者 小 野 和 男 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号 東洋通信機株式会社内

⑳ 出 願 人 東洋通信機株式会社 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

共振子フィルタ

## 2. 特許請求の範囲

- (1) 2ポート共振子の入出力端子間に1ポート共振子を並列接続し、前記両共振子は互いに共振周波数を異にし、且つ、位相シフトの差が180°になるようにしたことを特徴とする帯域通過フィルタ。
- (2) 前記2つの共振子に於いて、周波数の低い方を位相シフトが180°の2ポート共振子とし周波数の高い方を位相シフト0°の1ポート共振子としたことを特徴とする特許請求の範囲(1)記載の帯域通過フィルタ。
- (3) 前記2つの共振子に、回転YカットLiNbO<sub>3</sub>基板により構成した容量比の小さいラブ波型表面波共振子を用いたことを特徴とする特許請求の範囲(1)及び(2)記載の帯域通過フィルタ。
- (4) 前記1ポート共振子に於いて、インタディジタルトランスジェーサ(IDT)電極を2分

割し相互に逆位相となるように接続し、これらIDT電極によって励起された波を反対称モードにて共振せしめるようにしたことを特徴とする特許請求の範囲(1)乃至(3)記載の帯域通過フィルタ。

## 3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明はSAWフィルタ、殊に容量比が小さいラブ波型表面波共振子を用いた広帯域フィルタに関する。

(従来技術)

従来、VHF~UHF帯の高周波領域に於ける広帯域低損失フィルタとしては誘電体フィルタやトランスバーサル型SAWフィルタが用いられてきた。

しかしながら、誘電体フィルタは小型化、量産化に適さず、トランスバーサル型SAWフィルタは双方向性損失のために低損失化が難しく、共に不満足なものであった。

一方、共振子型SAWフィルタは例えば二重

モード SAW (以下 DMS と略す) フィルタのように双方向性損失がない為低損失化に優れており広く使われるようになったものの、その帯域幅は共振子の容量比  $r$  により制限を受け高々数周しかとれず、更に結合係数  $k^2$  の大きな基板が望まれていた。

これに対して清水らは回転 Y カット  $\text{LiNbO}_3$  基板上に音速の遅い薄膜層を設けて擬似弾性表面波を減衰のないラブ波型の表面波とし、Y カット X 伝搬  $\text{LiNbO}_3$  上に Au 電極で IDT を形成し、 $k^2$  が 30% 以上で容量比が 3 以下の共振子を実現した。(文献 電子通信学会超音波研究会技術研究報告, US86-37, p. 31 (1986).)

ところがこのラブ波型表面波共振子は  $k^2$  が非常に大きくエネルギーの閉じ込めが強い為、10 対～25 対という少ない IDT で共振子となってしまう、DMS フィルタのように共振子間の結合を利用し基本モードと 2 次モードの周波数でフィルタを構成するには十分な基本モードと 2 次モードの周波数が得られない。

上述の目的を達成する為、本発明に於いては入出力端子間の位相シフト量が互いに  $180^\circ$  異なるように並列接続した 2 つの共振子の一方を 2 ポート共振子とし、他方を少なくとも通過帯域にスプリアスをなくした 1 ポート共振子とした構成をとる。

#### (発明の実施例)

以下、本発明を図面に示した実施例に基づいて詳細に説明する。

実施例の説明に先立って本発明の理解を助ける為、ラブ波型表面波フィルタの発明の経緯について少しく説明する。

第 2 図は一般的な 2 ポートラブ波型表面波共振子の電極構成を示す図であって、回転 Y カット  $\text{LiNbO}_3$  基板 1 の表面に Au 電極により入力 IDT 2 及び出力 IDT 3 を配置し、その両側に反射器 4 を配したものである。

第 3 図はこの 2 ポートラブ波型表面波共振子の周波数伝送特性の一例を示した図であって、共振周波数は約 150 MHz、負荷 Q は 200、無

そで、入出力端子間の位相シフト量が  $0^\circ$  又は  $180^\circ$  を得られる 2 ポート共振子を利用して、 $0^\circ$  と  $180^\circ$  の 2 つの 2 ポート共振子を組み合わせて並列接続することによりフィルタを構成する方法が考えられるが(特開昭 62-43204 参照)、これをラブ波型表面波共振子に適用すると共振子の低域側に大きなスプリアスが発生する為に通過域に大きなリップルが生じてあたかも複通過フィルタの如き特性を呈するという問題があり、容量比の小さい共振子を用いた広帯域低損失の帯域通過フィルタは実現が困難であった。

#### (発明の目的)

本発明は上述した如き従来の容量比の小さいラブ波型表面波共振子を用いたフィルタの通過域特性が悪いという欠点を解決するためになされたものであって、高周波領域に於いて広帯域低損失の帯域通過フィルタを提供することを目的とする。

#### (発明の概要)

負荷 Q は 400 である。

尚、この共振子の設計条件は基板が Y カット X 伝搬  $\text{LiNbO}_3$ 、電極は Au で膜厚が  $0.65 \mu\text{m}$ 、入出力 IDT は共に 7.5 対でその周期は  $20 \mu\text{m}$ 、交叉長は  $240 \mu\text{m}$ 、反射器は 35 本である。

第 4 図は従来の方法により共振周波数の異なる 2 つの 2 ポートラブ波型表面波共振子 5、6 を並列接続した図であって、共振子 5 は位相シフトが  $0^\circ$  であり共振子 6 は位相シフトが  $180^\circ$  で構成してある。共振子の位相シフトは入力端と出力端間の位相関係で同相であれば  $0^\circ$  逆相ならば  $180^\circ$  と称し、出力端をチップリングするか一方の IDT を転極するかによって位相シフトは  $180^\circ$  変わる。この構成の等価回路は第 5 図(a)のように表わされる。この回路は等価変換により第 5 図(b)のラチス型回路となりこれは帯域通過フィルタとなる。

第 6 図はこの従来の方法により実際にフィルタを構成した例の実験例であって、第 3 図に用

いた共振子と同じ条件で電極を構成し2つの共振子の膜厚を違えて共振周波数を5MHz異なるようにし、周波数の高い方の共振子の位相シフトを $0^\circ$ とし、周波数の低い方の共振子は位相シフト $180^\circ$ とした。

然るにこのフィルタの周波数伝送特性は通過域に大きなリップルを生じ実用に供し得るものでないこと前述の通りである。

この理由を考察するに、周波数の高い方の共振子が低域側スプリアスのためインピーダンスに乱れがあり、第3図の特性例から明らかなようになだらかな特性ではなく急峻に落ち込み減衰をもっているため、この部分での位相変化が大きく位相回転も大きくなっていることから、周波数の低い方の共振子の高域特性がなだらかなものであっても両者を並列接続することにより通過域に大きなリップルを生ずるものと考えられる。

即ち、通過帯域フィルタを構成する2つの共振子は少なくとも通過帯域周波数内ではスプリ

である。この共振子を高い周波数の共振子として位相シフト $0^\circ$ として、前記第3図の条件と同じ2ポート共振子は位相シフト $180^\circ$ となるようにして、両者を並列接続すれば帯域通過フィルタが実現できる。

第1図は以上の考察を総合した本発明に係る一実施例を示す電極構成図であって、回転YカットLiNbO<sub>3</sub>基板1の表面にAu電極で2ポートラブ波型表面波共振子6と1ポートラブ波型表面共振子7を構成し両者を並列接続する。而して2ポート共振子6は入力 $\frac{IDT}{2}$ と出力 $\frac{IDT}{2}$ 及びその両側の反射器4より成り入出力端子間の位相シフトが $180^\circ$ となるように配置する。又、1ポート共振子7は前述したように2つのIDTを逆位相となるよう接続してこれらIDTによって励起された波を反対称モードにて共振せしめるようにし、且つその並列容量 $C_0$ が小さくなるように直列接続する(IDTの2等分直列接続することによって $C_0$ は $\frac{1}{4}$ に減少)。尚、反対称モードを用いると特願62-277979

アスのない共振子である必要があり、スプリアスは通過域にリップルとして現われる。

これを解決するため本発明に係るフィルタは以下の如き方法を採用する。

即ち、周波数の高い方の共振子の低域側特性(通過帯域内)を改善しスプリアスのない特性を与え位相変化を小さくする必要がある為、この共振子に1ポートのラブ波型表面波共振子を用いることとした。

そこで先ず1ポートラブ波型表面波共振子の特性を検討する。

第7図は1ポートのラブ波型表面波共振子の電極構成例を示す図であって、IDTを2等分し直列接続して反対称モードで共振する1ポート共振子としたものである。又、第8図はこの1ポート共振子の周波数伝送特性とその等価回路定数を示した図であって、他の条件は第3図の条件と全く同じである。

第8図に示すようにこの1ポート共振子はスプリアスの非常に少ない共振特性をもつ共振子

に示したようにスプリアスがより一層減少する。

第9図は本発明の構成の等価回路を示した図であって、入出力間に1ポート共振子による $C_0$ が入ること以外は第5図と同じであり、第9図(a)は同様に変換され第9図(b)のように表わされる。

第10図は本発明に係る一実施例を示す実験値であって、第1図に於いてその電極構成を第3図および第8図の条件と同じにしてフィルタを構成した際の周波数伝送特性を示す。但し、終端インピーダンスは $600\Omega$ とした。

第10図を従来の手法に基づくフィルタの特性(第6図)と比較すれば明らかなように、通過域特性は極めて平坦であり、中心周波数147.8MHzで挿入損失0.5dB、通過域リップル0.5dBの特性が得られた。阻止域減衰量が1ポート共振子の $C_0$ のために約20dB程度しか得られていないが、これはこの共振子を2セクション或いは3セクションと縦続接続することにより所望の減衰量が容易に得られることは明らか

であろう。又、このとき挿入損失は高々1〜2 dBである。

従って本発明によるフィルタは2つの共振子の周波数を選ぶことにより所望の帯域幅を容易に得ることができ、その上ラフ波型表面波共振子という容量比 $r$ の極めて小さい共振子を用いることによりその比帯域幅も数十%にまで広げることが可能であり、広帯域の低損失フィルタを得ることができる。

以上周波数の低い方に2ポートのラフ波型表面波共振子を、周波数の高い方に1ポートの反対称モードのラフ波型表面波共振子で説明したが、1ポート共振子は必ずしも反対称モードでなくても良く対称モードで共振するように2分割直列接続しても良く、又、分割せずに通常の1ポート共振子(対称モード)を用いても良いことは言うまでもないし、所望の比帯域幅が他のSAW共振子等の容量比で実現可能な範囲であるならばラフ波型表面波共振子でなくとも、SAW共振子等他の共振子を用いても良いこと

は明らかである。

又、本発明に於ける実施例では反射器型の共振子を用いたが、ラフ波型表面波共振子は前述の通り少ない対数でエネルギーが閉じ込められ、反射器がなくともIDTそれ自体でQの十分大きい共振子となり得るので、反射器のないIDT型の共振子でも良い。

#### (発明の効果)

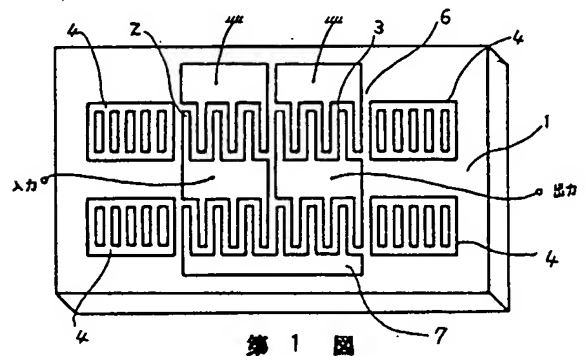
本発明は以上説明したように構成するので、高周波領域に於いて広帯域で挿入損失が小さく通過域特性の良い帯域通過フィルタを得る上で著しい効果がある。

#### 4. 図面の簡単な説明

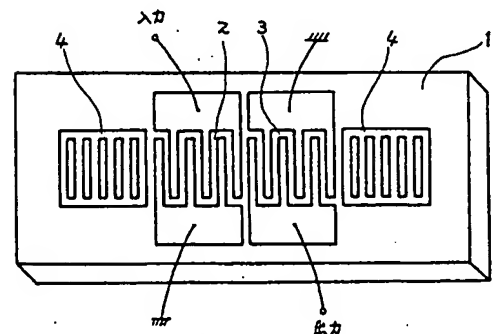
第1図は本発明に係るラフ波型表面波共振子を用いた帯域通過フィルタの電極構成を示す図、第2図は2ポートラフ波型表面波共振子の電極構成を示す図、第3図は2ポートラフ波型表面波共振子の周波数伝送特性を示す図、第4図は従来の2個の2ポート共振子を並列接続してフィルタとする電極構成を示す図、第5図は第

4図のフィルタの等価回路を示す図、第6図は第4図の従来の構成のフィルタによる周波数伝送特性を示す図、第7図は2分割IDTを直列接続して反対称モードで共振する1ポート共振子の電極構成を示す図、第8図は第7図の1ポートラフ波型表面波共振子の周波数伝送特性と等価回路定数を示す図、第9図は第1図に示す本発明に係る電極構成のフィルタの等価回路を示す図、第10図は本発明に係るフィルタの一実施例による周波数伝送特性を示す図である。

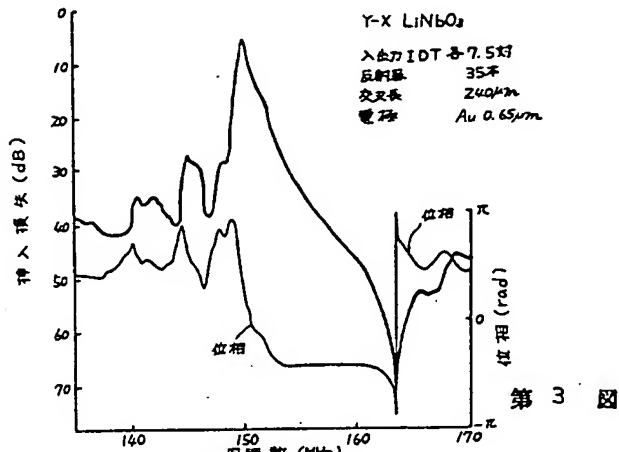
- 1 …… LiNbO<sub>3</sub> 基板,      2 …… 入力 IDT,  
3 …… 出力 IDT,  
4 …… 反射器,      5 …… 位相シフト 0° の 2 ポート共振子,  
6 …… 位相シフト 180° の 2 ポート共振子,      7 …… 反対称モードによる 1 ポート共振子。



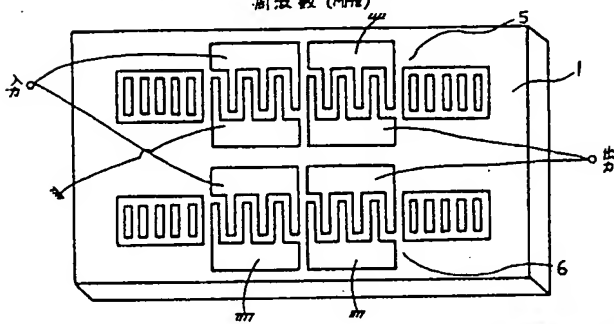
第 1 図



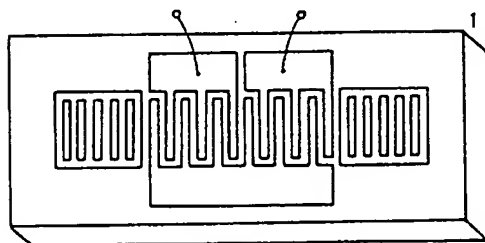
第 2 図



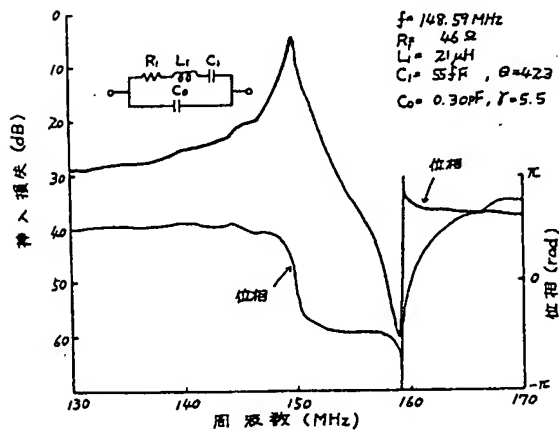
第 3 図



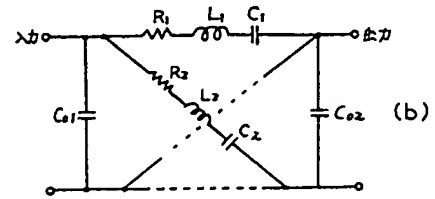
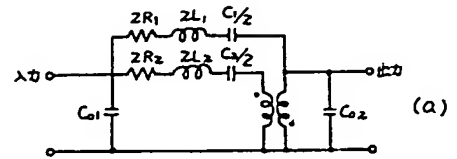
第 4 図



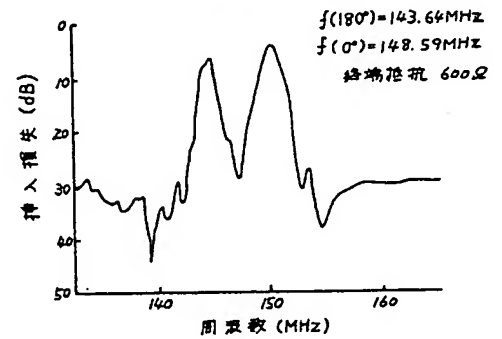
第 7 図



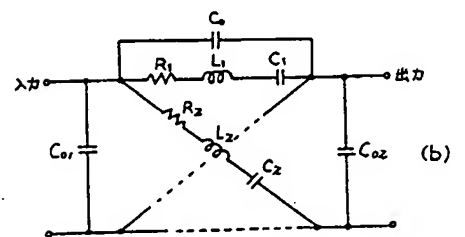
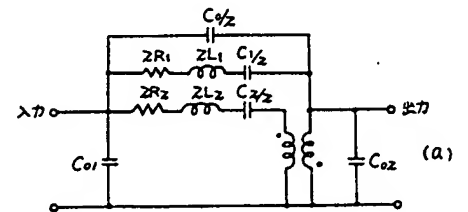
第 8 図



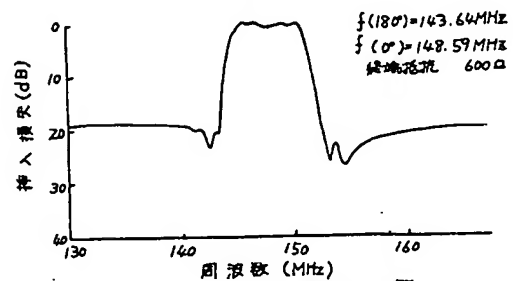
第 5 図



第 6 図



第 9 図



第 10 図